

**This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- **BLACK BORDERS**
- **TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- **FADED TEXT**
- **ILLEGIBLE TEXT**
- **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- **COLORED PHOTOS**
- **BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS**
- **GRAY SCALE DOCUMENTS**

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

This Page Blank (uspto)

?e pn=DE 4437984

?s e3

S2 1 PN="DE 4437984"
?t 2/9/1

2/9/1

DIALOG(R)File 351:Derwent WPI

(c) 2001 Derwent Info Ltd. All rts. reserv.

010733888 **Image available**

WPI Acc No: 1996-230843/199623

XRPX Acc No: N96-193780

Digital transmission system with soft output decoding - uses estimation values assigned to decoded digital signal symbols provided using forwards and rearwards metrics

Patent Assignee: PHILIPS ELECTRONICS NV (PHIG); PHILIPS PATENTVERWALTUNG GMBH (PHIG); US PHILIPS CORP (PHIG)

Inventor: PETERSEN J

Number of Countries: 019 Number of Patents: 007

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
WO 9613105	A1	19960502	WO 95IB912	A	19951024	199623 B
AU 9536184	A	19960515	AU 9536184	A	19951024	199634
DE 4437984	A1	19960814	DE 4437984	A	19941025	199638
EP 737389	A1	19961016	EP 95933587	A	19951024	199646
			WO 95IB912	A	19951024	
JP 9507634	W	19970729	WO 95IB912	A	19951024	199740
			JP 96513761	A	19951024	
AU 701259	B	19990121	AU 9536184	A	19951024	199915
US 6028899	A	20000222	WO 95IB912	A	19951024	200017
			US 96666498	A	19960625	

Priority Applications (No Type Date): DE 4437984 A 19941025

Cited Patents: 05Jnl.Ref; DE 4224214; EP 391354

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan Pg	Main IPC	Filing Notes
-----------	------	--------	----------	--------------

WO 9613105	A1	G 39	H04L-001/00	
------------	----	------	-------------	--

Designated States (National): AU JP US

Designated States (Regional): AT BE CH DE DK ES FR GB GR IE IT LU MC NL PT SE

US 6028899	A		H04L-027/06	Based on patent WO 9613105
------------	---	--	-------------	----------------------------

AU 9536184	A		H04L-001/00	Based on patent WO 9613105
------------	---	--	-------------	----------------------------

DE 4437984	A1	15	H03M-013/12	
------------	----	----	-------------	--

EP 737389	A1	G 39	H04L-001/00	Based on patent WO 9613105
-----------	----	------	-------------	----------------------------

Designated States (Regional): DE FR GB IT

JP 9507634	W	37	H03M-013/12	Based on patent WO 9613105
------------	---	----	-------------	----------------------------

AU 701259	B		H04L-001/00	Previous Publ. patent AU 9536184
-----------	---	--	-------------	----------------------------------

Based on patent WO 9613105

Abstract (Basic): WO 9613105 A

The transmission system has a coder for coding the digital signal to be transmitted and a decoder for decoding the transmitted signal using a soft decoding algorithm, assigning each symbol of the decoded digital signal an estimation value for the transmission frequency of the symbol.

The estimation value is obtained using forwards and rearwards metrics, with reduction of the required storage capacity for rearwards metrics by only storing the values obtained after each defined number of steps.

ADVANTAGE - Reduced decoder storage capacity requirement.

Dwg.9/10

Title Terms: DIGITAL; TRANSMISSION; SYSTEM; SOFT; OUTPUT; DECODE; ESTIMATE; VALUE; ASSIGN; DECODE; DIGITAL; SIGNAL; SYMBOL; FORWARD; REAR

Derwent Class: U21; W01

International Patent Class (Main): H03M-013/12; H04L-001/00; H04L-027/06

International Patent Class (Additional): H03M-013/00

This Page Blank (uspto)

File Segment: EPI
Manual Codes (EPI/S-X): U21-A06; W01-A01B2

This Page Blank (uspto)

88/5854



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

Offenlegungsschrift

⑩ DE 44 37 984 A 1

⑤1 Int. Cl. 6:
H 03 M 13/12

②1 Aktenzeichen: P 44 37 984.6
②2 Anmeldetag: 25. 10. 94
④3 Offenlegungstag: 14. 8. 96

DE 44 37 984 A 1

⑦1 Anmelder:
Philips Patentverwaltung GmbH, 22335 Hamburg, DE

⑦2 Erfinder:
Erfinder wird später genannt werden

Der Inhalt dieser Schrift weicht von den am Anmeldetag eingereichten Unterlagen ab

⑤4 Übertragungssystem mit Soft-Output-Dekodierung

⑤7 Der Symbol-by-Symbol-MAP-Algorithmus stellt eine optimale Variante unter den Decodieralgorithmen von Faltungscodes in dem Sinne dar, daß die Bitfehlerwahrscheinlichkeit für die decodierte Ausgangsfolge unter der Annahme eines gedächtnislosen Störprozesses minimal wird. Ferner ist dieser Algorithmus von Hause aus ein Soft-Output-Algorithmus, dessen Soft-Output-Werte den Bitfehlerwahrscheinlichkeiten der decodierten Bits entsprechen, falls die Soft-Decision-Eingangswerte die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten der Eingangsbits darstellen. Nachteilig ist neben den numerischen Problemen bei der Verwendung von Wahrscheinlichkeiten, daß eine Abspeicherung der akkumulierten Rückwärtsmetriken erforderlich ist, die während der Rückwärtsrekursion berechnet werden. In diesem Beitrag wird eine Variante beschrieben, die den Speicherbedarf für die Rückwärtsmetriken um den Faktor L reduziert, wenn L die Einflußlänge des Faltungscodes ist. Es wird gezeigt, daß die Ergebnisse ebenfalls auf einen suboptimalen Algorithmus, der Log-Likelihood-Verhältnisswerte verwendet, übertragbar sind. In diesem Fall ist sogar eine weitere Einsparung an Speicherbedarf und Rechenaufwand gegeben, wenn nur für ausgesuchte Bits Soft-Output-Werte benötigt werden. Der Soft-Output-Algorithmus kann dann auf die Anzahl der "Soft-Output"-Bits beschränkt werden, während für die übrigen Bits der herkömmliche Viterbi-Algorithmus angewendet wird.

DE 44 37 984 A 1

Die Erfindung betrifft ein digitales Übertragungssystem mit einer Codiereinrichtung zur Codierung eines zu übertragenden Digitalsignals aufweisenden Sendeeinrichtung, mit mindestens einem Übertragungskanal zur Übertragung des codierten Digitalsignals und mit einer Decodiereinrichtung zur Bildung eines decodierten Digitalsignals mit einem den jeweiligen Symbolen des decodierten Digitalsignals zugeordneten Schätzwert für die Wahrscheinlichkeit mit der das jeweilige Symbol gesendet wurde, wobei zur Ermittlung der Schätzwerte Vorwärts- und abzuspeichernde Rückwärtszustandsmetriken vorgesehen sind.

Die Erfindung betrifft weiter eine Funkstation, insbesondere eine Feststation- oder eine Mobilstation mit einer Decodiereinrichtung zur Bildung eines decodierten Digitalsignals aus einem Empfangssignal mit einem den jeweiligen Symbolen des decodierten Digitalsignals zugeordneten Schätzwert für die Wahrscheinlichkeit, mit der das jeweilige Symbol gesendet wurde, wobei zur Ermittlung der Schätzwerte Vorwärts- und abzuspeichernde Rückwärtszustandsmetriken vorgesehen sind.

Die Erfindung betrifft weiter eine Decodiereinrichtung für eine derartige Funkstation.

Die Erfindung ist bei der Decodierung von Faltungscodes mit Soft-Input- und Soft-Output-Werten nach dem Prinzip des Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus (MAP = maximum a-posteriori probability) einsetzbar. Dabei wird die a-Posteriori-Wahrscheinlichkeit für die decodierten Symbole maximiert unter der Bedingung der empfangenen Folge. Der Symbol-by-Symbol MAP-Decodieralgorithmus kann durch Anwendung einer Vorwärts- und Rückwärtsrekursion durch das Trellis-Diagramm des Faltungscodes realisiert werden. Dabei sind sowohl die Vorwärts- und bis auf die Rekursionsrichtung auch die Rückwärtsrekursion dem Viterbi-Algorithmus sehr ähnlich. Die bei der Rückwärtsrekursion berechneten akkumulierten Metriken müssen abgespeichert werden, da sie bei der Vorwärtsrekursion für die Berechnung der Soft-Output-Werte benötigt werden. Der Speicherplatzbedarf beträgt hierfür $N \cdot 2^{L-1}$ Worte (Auf heute üblichen Festkomma-DSP's besteht ein Wort in der Regel aus 16 Bits), wobei N die Blocklänge und L die Einflußlänge des Faltungscodes ist. Typische Werte für L liegen im Bereich [5, ..., 7]. Das bedeutet bereits bei moderaten Blocklängen N von einigen hundert Bits einen hohen Speicherplatzbedarf, der auf heute verfügbaren Digitalen Signalprozessoren (DSP) nicht zur Verfügung gestellt werden kann. Wegen der Rückwärtsrekursion und der Abspeicherung der Metriken ist der Algorithmus primär für Signalfolgen mit Blockstruktur geeignet. Der exakte Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus ist für Festkomma-DSP's grundsätzlich ungeeignet, da er als Soft-Input-Werte Wahrscheinlichkeiten benötigt, deren Verknüpfung im Algorithmus (Multiplikation und Addition) schnell zu numerischen Problemen führt. Daher muß auf heute verfügbaren Festkomma-DSP's eine suboptimale Variante eingesetzt werden, die als Soft-Input-Werte entweder logarithmierte Wahrscheinlichkeiten oder sog. Log-Likelihood-Verhältniswerte verwendet, wobei die Verknüpfungen im Algorithmus dann aus Additionen und Maximumbildung bestehen.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Übertragungssystem der eingangs genannten Art mit einem reduzierten Speicherbedarf der Decodiereinrichtung anzugeben.

Diese Aufgabe wird durch die in den Ansprüchen 1 bei einem Übertragungssystem der eingangs genannten Art dadurch gelöst, daß die Rückwärtszustandsmetriken nur in jedem L-ten Schritt abgespeichert werden, wobei L die Einflußlänge des in der Decodiereinrichtung verwendeten Faltungscodes ist.

Bei einer Funkstation und einer Decodiereinrichtung der eingangs genannten Art wird diese Aufgabe dadurch gelöst, daß die Decodiereinrichtung Mittel zur Speicherung der Rückwärtszustandsmetriken nur in jedem L-ten Schritt aufweist, wobei L die Einflußlänge des in der Decodiereinrichtung verwendeten Faltungscodes ist.

Die Erfindung besteht darin, durch Modifikation des bereits bekannten Basis-Algorithmus den erforderlichen Speicherplatzbedarf für die akkumulierten Metriken aus der Rückwärtsrekursion um den Faktor L zu reduzieren. Das gilt sowohl für den exakten als auch für den suboptimalen Algorithmus. Für den suboptimalen Algorithmus kann man eine weitere Einsparung sowohl an Speicherplatzbedarf als auch an Rechenaufwand erreichen, wenn nur für einen Teil der Bits eines Blockes Soft-Output-Werte erforderlich sind. Diese Bits können dann durch Umsortierung an den Anfang und/oder an das Ende eines Blockes plaziert werden, so daß dann die Möglichkeit besteht, den vollständigen Soft-Output-Algorithmus nur auf diese Bits zu beschränken. Für die übrigen Bits kann die Abspeicherung der akkumulierten Metriken aus der Rückwärtsrekursion und auch die Rückwärtsrekursion selbst entfallen. Statt dessen muß für diese Bits ein "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnis während der Vorwärtsrekursion geführt werden, was dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus entspricht und lediglich $N \cdot 2^{L-1}/16$ Worte an Speicherplatz beansprucht.

Die Erfindung geht von einem Übertragungssystem aus, das aus den Komponenten Binärquelle, Faltungscoder, Kanal und Faltungsdecoder besteht. Insbesondere soll der Kanal neben den sende- und empfangsseitigen Komponenten wie Modulator und Demodulator zusätzlich eine Einrichtung enthalten, die die Wahrscheinlichkeiten $P(0_{nm})$ schätzt, mit der die Symbole 0_{nm} gesendet wurden, oder eine daraus abgeleitete Größe wie logarithmierte Wahrscheinlichkeiten $\log P(0_{nm})$ bzw. Log-Likelihood-Verhältniswerte $\log(P(0_{nm} = 1)/P(0_{nm} = 0))$.

Die Binärquelle erzeugt binäre Vektoren $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_{N-L+1}, x_{N-L+2}=0, \dots, x_N=0)$ der Länge N mit $x_i \in \{0, 1\}$, wobei jeweils die letzten L-1 Bits mit Nullen besetzt werden (Tail-Bits), damit der Encoder und Decoder nach jedem Block in den Nullzustand übergehen. Der Faltungscoder generiert aus jedem Eingabesymbol x_n ein Ausgabesymbol $u_n = (u_{n1}, \dots, u_{nM})$ der Länge M mit $u_{nm} \in \{0, 1\}$, so daß sich der Vektor $\mathbf{u} = (u_{11}, \dots, u_{1M}, \dots, u_{NM}, u_{N1}, \dots, u_{NM})$ ergibt. Das zeitdiskrete Kanalmodell liefert für jedes Symbol 0_{nm} einen Schätzwert $g_{nm} = g(0_{nm}) = P(0_{nm})$ für die Wahrscheinlichkeit, mit der das Symbol 0_{nm} gesendet wurde. Der Faltungsdecoder soll für jedes decodierte Symbol \hat{x}_n einen Schätzwert $q_n = q(\hat{x}_n)$ für die Wahrscheinlichkeit $P(\hat{x}_n|0)$ ausgeben, mit der das Symbol \hat{x}_n gesendet wurde. Zur Vermeidung von Skalierungsproblemen wird als Soft-Output-Wert in der Regel das Wahrscheinlichkeitsverhältnis q_n verwendet, wie dies in Gleichung 1 angegeben ist:

$$\bar{q}_n = P(\hat{x}_n = 1 | \hat{u}) / P(\hat{x}_n = 0 | \hat{u}) \quad (1)$$

Da der Algorithmus auf faltungscodierte Symbolfolgen angewandt wird, soll kurz auf die Erzeugung derartiger Symbolfolgen eingegangen werden (Faltungscoder). Bild 2 zeigt die Schaltung eines 1/2-ratigen Faltungscoders für einen Faltungscode mit der Einflußlänge L (Gedächtnis = L-1). Die Zustände des Faltungscode, die sowohl im Encoder als auch im Decoder verwendet werden, sollen mit S_n bezeichnet werden und setzen sich aus L-1 vorhergehenden Eingangssymbolen zusammen:

$$S_{n-1} = (x_{n-L+1}, \dots, x_{n-2}, x_{n-1}) \text{ bzw. } S_n = (x_{n-L+2}, \dots, x_{n-1}, x_n)$$

Während des Codiervorganges im Schritt n geht der Encoder vom Ausgangszustand S_{n-1} bei Eingabe des Symbols x_n über in den Folgezustand S_n und gibt dabei das M-stellige Symbol $u_n = (u_{n1}, \dots, u_{nM})$ aus.

Im folgenden werden die einzelnen Schritte für den exakten Algorithmus, die zur Berechnung der Soft-Output-Werte erforderlich sind, beschrieben.

Im Schritt 1, der die Berechnung der Zweigmetriken betrifft, wird für jeden Zustandsübergang (Zweig), der im Zustand S_{n-1} beginnt und im Zustand S_n endet, aus den geschätzten Wahrscheinlichkeiten $P(u_{nm})$ der Empfangssymbole u_{nm} die Zweigmetrik $\lambda(S_{n-1}, S_n)$ entsprechend Gleichung 2 berechnet:

$$\lambda(S_{n-1}, S_n) = \prod_{m=1}^M P(u_{nm}) = \prod_{m=1}^M g_{nm}$$

Im Schritt 2 erfolgt die rekursive Berechnung der Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_n)$ für jeden Schritt n, beginnend mit $n = N$ bis zum Schritt $n = L+1$ entsprechend Gleichung 3:

$$\Lambda_B(S_{n-1}) = \Lambda_B(S'_n) \cdot \lambda(S_{n-1}, S'_n) + \Lambda_B(S''_n) \cdot \lambda(S_{n-1}, S''_n)$$

für $n = N, N-1, \dots, L+1$

Hierin sind S'_n, S''_n Zustände des Faltungsdecoders, die dem Zustand S_{n-1} bei der Rückwärtsrekursion für $x_n = 0$ (S'_n) bzw. $x_n = 1$ (S''_n) "vorausgehen". Vor Beginn der Rückwärtsrekursion im Schritt $n = N$ müssen die Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_N)$ mit Startwerten besetzt werden; und zwar $\Lambda_B(S_N = 0)$ mit dem Wert Eins und alle anderen Zustandsmetriken $\Lambda_B(S_N \neq 0)$ mit dem Wert Null. Während der Rückwärtsrekursion werden jeweils in jedem L-ten Schritt die 2^{L-1} Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_n)$ abgespeichert.

Im Schritt 3 erfolgt eine rekursive Berechnung der Vorwärtszustandsmetriken $\Lambda_F(S_n)$ für jeden Schritt n, beginnend mit $n = 1$ bis zum Schritt $n = N$ entsprechend Gleichung 4:

$$\Lambda_F(S_n) = \Lambda_F(S'_{n-1}) \cdot \lambda(S'_{n-1}, S_n) + \Lambda_F(S''_{n-1}) \cdot \lambda(S''_{n-1}, S_n)$$

für $n = 1, 2, \dots, N$

Hierin sind S'_{n-1}, S''_{n-1} Zustände des Faltungsdecoders, die dem Zustand S_n bei der Vorwärtsrekursion für $x_{n-L+1} = 0$ (S'_{n-1}) bzw. $x_{n-L+1} = 1$ (S''_{n-1}) vorausgehen.

Vor Beginn der Vorwärtsrekursion im Schritt $n = 1$ müssen die Vorwärtszustandsmetriken $\Lambda_F(S_0)$ mit Startwerten besetzt werden; und zwar $\Lambda_F(S_0 = 0)$ mit dem Wert Eins und alle anderen Zustandsmetriken $\Lambda_F(S_0 \neq 0)$ mit dem Wert Null.

Im Schritt 4 wird die Berechnung der Soft-Output-Werte durchgeführt. Dabei werden während der Vorwärtsrekursion in jedem L-ten Schritt, d. h. für $n = L, 2L, 3L, \dots$ usw., die Soft-Output-Werte \bar{q}_n für die vorhergehenden L Symbole \hat{x}_n bis \hat{x}_{n-L+1} berechnet; und zwar für die Symbole \hat{x}_n bis \hat{x}_{n-L+2} gemäß Glg. (5):

$$\bar{q}_{n-v} = \frac{P(\hat{x}_{n-v} = 1 | \hat{u})}{P(\hat{x}_{n-v} = 0 | \hat{u})} = \frac{\sum_{S_{n-1} | x_{n-v}=1} \Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \lambda(S_{n-1}, S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}{\sum_{S_{n-1} | x_{n-v}=0} \Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \lambda(S_{n-1}, S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}$$

für $v = 0, \dots, L-2$

und für das Symbol \hat{x}_{n-L+1} gemäß Gleichung 6:

$$\bar{q}_{n-L+1} = \frac{P(\hat{x}_{n-L+1} = 1 | \hat{u})}{P(\hat{x}_{n-L+1} = 0 | \hat{u})} = \frac{\sum_{S_{n-1} | x_{n-L+1}=1} \Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \lambda(S_{n-1}, S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}{\sum_{S_{n-1} | x_{n-L+1}=0} \Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \lambda(S_{n-1}, S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}$$

Im folgenden wird der suboptimale Algorithmus beschrieben. Die einzelnen Schritte zur Berechnung der Soft-Output-Werte für den suboptimalen Algorithmus entsprechen denen des exakten Algorithmus, außer daß in den Formeln Wahrscheinlichkeiten durch logarithmierte Wahrscheinlichkeiten oder Log-Likelihood-Verhält-

niswerte, Multiplikationen durch Additionen und Additionen durch Maximumbildung ersetzt werden müssen.

Im Schritt 1 zur Berechnung der Zweigmetriken wird für jeden Zustandsübergang (Zweig), der im Zustand S_{n-1} beginnt und im Zustand S_n endet, wird aus den Log-Likelihood-Verhältnisswerten $g_{nm} = g(u_{nm}) = \log(P(u_{nm} = 1)/P(u_{nm} = 0))$ der Empfangssymbole u_{nm} die Zweigmetrik $\lambda(S_{n-1}, S_n)$ entsprechend Gleichung 7 berechnet:

$$\lambda(S_{n-1}, S_n) = \sum_{m=1}^M c(u_{nm}) \cdot g_{nm} \quad \text{mit} \quad \begin{cases} c(u_{nm} = 0) = -1 \\ c(u_{nm} = 1) = 1 \end{cases}$$

Im Schritt 2 zur Bestimmung der Rückwärtsrekursion erfolgt eine rekursive Berechnung der Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_n)$ für jeden Schritt n , beginnend mit $n = N$ bis zum Schritt $n = L+1$ entsprechend Gleichung 8:

$$\Lambda_B(S_{n-1}) = \max(\Lambda_B(S'_n) + \lambda(S_{n-1}, S'_n), \Lambda_B(S''_n) + \lambda(S_{n-1}, S''_n))$$

für $n = N, N-1, \dots, L+1$

Hierin sind S'_n, S''_n Zustände des Faltungsdecoders, die dem Zustand S_{n-1} bei der Rückwärtsrekursion für $x_n = 0$ (S'_n) bzw. $x_n = 1$ (S''_n) "vorausgehen". Vor Beginn der Rückwärtsrekursion im Schritt $n = N$ müssen die Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_N)$ mit Startwerten besetzt werden; und zwar $\Lambda_B(S_N = 0)$ mit dem Wert Null und alle anderen Zustandsmetriken $\Lambda_B(S_N \neq 0)$ mit einem großen negativen Wert (z. B. $-10\,000$). Während der Rückwärtsrekursion werden jeweils in jedem L -ten Schritt die 2^{L-1} Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_n)$ abgespeichert.

Im Schritt 3 zur Vorwärtsrekursion erfolgt die rekursive Berechnung der Vorwärtszustandsmetriken $\Lambda_F(S_n)$ für jeden Schritt n entsprechend Gleichung 9, beginnend mit $n = 1$ bis zum Schritt $n = N$.

$$\Lambda_F(S_n) = \max(\Lambda_F(S'_{n-1}) + \lambda(S'_{n-1}, S_n), \Lambda_F(S''_{n-1}) + \lambda(S''_{n-1}, S_n))$$

für $n = 1, 2, \dots, N$

Hierin sind S'_{n-1}, S''_{n-1} Zustände des Faltungsdecoders, die dem Zustand S_n bei der Vorwärtsrekursion für $x_{n-L+1} = 0$ (S'_{n-1}) bzw. $x_{n-L+1} = 1$ (S''_{n-1}) vorausgehen. Vor Beginn der Vorwärtsrekursion im Schritt $n = 1$ müssen die Vorwärtszustandsmetriken $\Lambda_F(S_0)$ mit Startwerten besetzt werden; und zwar $\Lambda_F(S_0 = 0)$ mit dem Wert Null und alle anderen Zustandsmetriken $\Lambda_F(S_0 \neq 0)$ mit einem großen negativen Wert (z. B. $-10\,000$).

Im Schritt 4 zur Berechnung der Soft-Output-Werte werden während der Vorwärtsrekursion in jedem L -ten Schritt, d. h. für $n = L, 2L, 3L, \dots$ usw., die Soft-Output-Werte \bar{q}_n für die vorhergehenden L Symbole x_n bis x_{n-L+1} berechnet; und zwar für die Symbole x_n bis x_{n-L+2} gemäß Glg. (10)

$$\bar{q}_{n-v} = \alpha \cdot \log \frac{P(\hat{x}_{n-v} = 1 | \underline{u})}{P(\hat{x}_{n-v} = 0 | \underline{u})} = \max_{S_n: x_{n-v}=1} (\Lambda_F(S_n) + \Lambda_B(S_n)) - \max_{S_n: x_{n-v}=0} (\Lambda_F(S_n) + \Lambda_B(S_n))$$

für $v = 0, \dots, L-2$
und für das Symbol x_{n-L+1} gemäß Glg. (11).

$$\bar{q}_{n-L+1} = \alpha \cdot \log \frac{P(\hat{x}_{n-L+1} = 1 | \underline{u})}{P(\hat{x}_{n-L+1} = 0 | \underline{u})} = \max_{S_{n-1}: x_{n-L+1}=1} (\Lambda_F(S_{n-1}) + \lambda(S_{n-1}, S_n) + \Lambda_B(S_n)) - \max_{S_{n-1}: x_{n-L+1}=0} (\Lambda_F(S_{n-1}) + \lambda(S_{n-1}, S_n) + \Lambda_B(S_n))$$

Hierin ist α eine Proportionalitätskonstante. Die zu decodierenden Binärsymbole x_n werden implizit durch das Vorzeichen der Soft-Output-Werte \bar{q}_n repräsentiert:

$$\begin{aligned} x_n &= 1 \text{ für } \bar{q}_n \geq 0 \\ x_n &= 0 \text{ für } \bar{q}_n < 0 \end{aligned}$$

Es ist anzumerken, daß beide Algorithmen "symmetrisch" bezüglich der Vorwärts- und Rückwärtsrekursion sind; d. h. es kann zuerst die Vorwärtsrekursion durchgeführt werden mit Abspeicherung der Vorwärtszustandsmetriken in jedem L -ten Schritt, und anschließend die Rückwärtsrekursion mit Berechnung der Soft-Output-Werte.

Im folgenden soll die Kombination des suboptimalen Soft-Output-Algorithmus mit dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus beschrieben werden:

Für den suboptimalen Algorithmus kann man eine weitere Einsparung sowohl an Speicherplatzbedarf als auch an Rechenaufwand erreichen, wenn nur für einen Teil der Bits eines Blockes Soft-Output-Werte erforder-

lich sind. Diese Bits können dann durch Umsortierung an den Anfang und/oder an das Ende eines Blockes plaziert werden, so daß dann die Möglichkeit besteht, den vollständigen Soft-Output-Algorithmus nur auf diese Bits zu beschränken. Für die übrigen Bits kann die Abspeicherung der akkumulierten Metriken aus der Rückwärtsrekursion und auch die Rückwärtsrekursion selbst entfallen. Statt dessen muß für diese Bits ein "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnis während der Vorwärtsrekursion geführt werden, um die Bits decodieren zu können, was dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus entspricht. D.h. die beiden Algorithmen können kombiniert werden, da die Berechnung der akkumulierten Metriken während der Vorwärtsrekursion für beide Algorithmen identisch ist. 5

Befinden sich die Soft-Output-Bits am Ende eines Blockes, d. h. sollen nur für die letzten N_L Symbole eines Blockes Soft-Output-Werte berechnet werden, so sind folgende Schritte durchzuführen: 10

1. Durchführung der Rückwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die hinteren N_L Symbole eines Blockes incl. Abspeicherung der Rückwärtszustandsmetriken in jedem L-ten Schritt.
2. Anwendung des herkömmlichen Viterbi-Algorithmus incl. "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnis auf die vorderen $N - N_L$ Symbole des Blockes. 15
3. Durchführung der Vorwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die hinteren N_L Symbole des Blockes incl. Berechnung der Soft-Output-Werte in jedem L-ten Schritt. Dabei benutzt die Vorwärtsrekursion die akkumulierten Metriken aus dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus aus Schritt 2 als Startwerte.
4. Entscheidung anhand der Kenntnis der hinteren N_L decodierten Symbole und des "Survivor"-Gedächtnisses wie beim herkömmlichen Viterbi-Algorithmus. 20

Befinden sich die Soft-Output-Bits am Beginn eines Blockes, d. h. sollen nur für die ersten N_F Symbole eines Blockes Soft-Output-Werte berechnet werden, so kann der Umstand ausgenutzt werden, daß der herkömmliche Viterbi-Algorithmus statt durch eine Vorwärtsrekursion ebenfalls durch eine Rückwärtsrekursion realisiert werden kann. Durch Umkehrung der Rekursionsrichtungen gegenüber dem vorhergehenden Fall (Soft-Output-Werte am Ende eines Blockes) ergeben sich dann folgende Schritte: 25

1. Durchführung der Vorwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die vorderen N_F Symbole eines Blockes incl. Abspeicherung der Vorwärtszustandsmetriken in jedem L-ten Schritt.
2. Anwendung des herkömmlichen Viterbi-Algorithmus (Realisierung durch Rückwärtsrekursion) incl. "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnis auf die hinteren $N - N_F$ Symbole des Blockes. 30
3. Durchführung der Rückwärtsrekursion für die vorderen N_F Symbole des Blockes incl. Berechnung der Soft-Output-Werte in jedem L-ten Schritt. Dabei benutzt die Rückwärtsrekursion die akkumulierten Metriken aus dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus aus Schritt 2 als Startwerte.
4. Entscheidung der hinteren $N - N_F$ Symbole des Blockes anhand der Kenntnis der vorderen N_F decodierten Symbole und des "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnisses wie beim herkömmlichen Viterbi-Algorithmus. 35

Befinden sich die Soft-Output-Bits am Beginn und am Ende eines Blockes, d. h. sollen für die ersten N_F und die letzten N_L Symbole eines Blockes Soft-Output-Werte berechnet werden, so sind folgende Schritte durchzuführen: 40

1. Durchführung der Rückwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die hinteren N_L Symbole eines Blockes incl. Abspeicherung der Rückwärtszustandsmetriken in jedem L-ten Schritt.
2. Durchführung der Rückwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die vorderen N_F Symbole eines Blockes incl. Abspeicherung der Rückwärtszustandsmetriken in jedem L-ten Schritt. Dabei benötigt die Rückwärtsrekursion einen Vorlauf von ca. 5-L Schritten (ohne Abspeicherung der Metriken), damit bei Erreichen des vorderen Teils sichere Werte für die Rückwärtszustandsmetriken vorliegen. 45
3. Durchführung der Vorwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die vorderen N_L Symbole des Blockes incl. Berechnung der Soft-Output-Werte in jedem L-ten Schritt.
4. Anwendung des herkömmlichen Viterbi-Algorithmus incl. "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnis auf den mittleren Teil des Blockes, bestehend aus $N - N_F - N_L$ Symbolen. Dabei benutzt der herkömmliche Viterbi-Algorithmus die akkumulierten Metriken der Vorwärtsrekursion aus Schritt 3 als Startwerte. 50
5. Durchführung der Vorwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die hinteren N_L Symbole des Blockes incl. Berechnung der Soft-Output-Werte in jedem L-ten Schritt. Dabei benutzt die Vorwärtsrekursion die akkumulierten Metriken aus dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus aus Schritt 4 als Startwerte. 55
6. Entscheidung des mittleren Teils des Blockes aus $N - N_F - N_L$ Symbolen anhand der Kenntnis der hinteren N_L decodierten Symbole und des "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnisses wie beim herkömmlichen Viterbi-Algorithmus.

Im folgenden wird die Erfindung anhand der in den Figuren dargestellten Ausführungsbeispiele näher beschrieben und erläutert. 60

Es zeigen:

Fig. 1 ein Ausführungsbeispiel für ein digitales Funkübertragungssystem,

Fig. 2 ein Kanalmodell für ein digitales Funkübertragungssystem,

Fig. 3 ein Ausführungsbeispiel für einen Faltungsencoder, 65

Fig. 4 ein Diagramm mit Zustandsübergängen,

Fig. 5 Diagramme von BER in Abhängigkeit der Soft-Output-Werte des Faltungsdecoders für a) den exakten und b) den suboptimalen Algorithmus,

Fig. 6 und Fig. 7 jeweils ein Diagramm zur Veranschaulichung der Degradation der Soft-Output-Werte bei unvollständiger Decodierung,

Fig. 8 ein weiteres Diagramm mit Zustandsübergängen,

Fig. 9 a) bis c) Darstellungen zur Veranschaulichung der Algorithmen und

Fig. 10 a), b) eine Gegenüberstellung des Aufwands bzw. der Vereinfachungen.

Fig. 1 zeigt ein beispielsweise nach dem GSM-Standard arbeitendes Funkübertragungssystem in Prinzipdarstellung, bei dem ein zu übertragendes Digitalsignal x in Form eines codierten Digitalsignals u von einem Sender, beispielsweise einer Basisstation gesendet wird. Zwischen dem Sender 1 und einem Empfänger 2 liegt eine Funkübertragungsstrecke 7. Der Empfänger weist beispielsweise einen in der Figur nicht näher dargestellten Empfangsteil mit Abtasthalteglied und A/D-Wandler auf. Weiterhin sind auf der Empfangsseite, beispielsweise einer Mobilstation ein Entzerrer 3, eine Decodiereinrichtung 5 (Kanaldecoder), ein Sprach- bzw. Datendecoder 5 sowie ein Lautsprecher 6 vorgesehen. Bei dem in Fig. 1 dargestellten Ausführungsbeispiel ist die erfindungsgemäße Decodiereinrichtung auf der beispielsweise durch eine Mobilstation ausgebildete Empfangsseite gezeigt. Die erfindungsgemäße Decodiereinrichtung kann jedoch ebenfalls im Empfänger einer Funkfeststation vorgesehen werden.

Zur Erläuterung des Algorithmus wird ein Übertragungssystem gemäß Fig. 2 betrachtet. Eine Binärquelle 10 erzeugt binäre Vektoren $\underline{x} = (x_1, x_2, \dots, x_{n-L+1}, x_{n-L+2} = 0, \dots, x_N = 0)$ der Länge N mit $x_i \in \{0, 1\}$, wobei jeweils die letzten $L-1$ Bits mit Nullen besetzt werden (Tail-Bits), damit der Encoder 11 und Decoder 13 nach jedem Block in den Nullzustand übergehen. Der Faltungscoder 11 generiert aus jedem Eingabesymbol x_n ein

Ausgabesymbol $u_n = (u_{n1}, \dots, u_{nM})$ der Länge M mit $u_{nm} \in \{0, 1\}$, so daß sich der Vektor $\underline{u} = (u_{11}, \dots, u_{1M}, \dots, u_{NM}, \dots, u_{NM})$ ergibt. Das zeitdiskrete Kanalmodell soll neben dem Übertragungsmedium zusätzlich alle sende- und empfangsseitigen Komponenten wie Modulator, Demodulator und ggf. Entzerrer beinhalten. Es wird angenommen, daß er für jedes Symbol u_{nm} einen Schätzwert $g_{nm} = g(u_{nm}) = P(u_{nm})$ für die Wahrscheinlichkeit liefert, mit der das Symbol u_{nm} gesendet wurde. Der Faltungsdecoder soll für jedes decodierte Symbol \hat{x}_n einen Schätzwert $q_n = q(\hat{x}_n)$ für die Wahrscheinlichkeit $P(\hat{x}_n | \underline{u})$ ausgeben, mit der das Symbol \hat{x}_n gesendet wurde. Unter der Annahme eines gedächtnislosen Störprozesses erfüllt der Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus diese Aufgabe in einem optimalen Sinne; d. h. die Bitfehlerwahrscheinlichkeit in der decodierten Ausgangsfolge ist minimal und $1 - q_n$ repräsentiert den Schätzwert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit für das decodierte Symbol \hat{x}_n .

Der Algorithmus basiert auf der Maximierung der a-Posteriori-Wahrscheinlichkeit für \hat{x}_n unter der Bedingung, daß die Sequenz \underline{u} empfangen wurde; d. h. \hat{x}_n muß für alle n derart gewählt werden, daß gemäß Gleichung 12 gilt:

$$P(\hat{x}_n | \underline{u}) = \max_{x_n} P(x_n | \underline{u})$$

Zur Vermeidung von Skalierungsproblemen wird als Soft-Output-Wert in der Regel das Wahrscheinlichkeitsverhältnis \bar{q}_n gemäß Gleichung 13 verwendet:

$$\bar{q}_n = P(\hat{x}_n = 1 | \underline{u}) / P(\hat{x}_n = 0 | \underline{u})$$

Bei gleichwahrscheinlichen Binärsymbolen x_n kann Gleichung 13 umgeformt werden in Gleichung 14:

$$\bar{q}_n = \frac{P(\hat{x}_n = 1 | \underline{u})}{P(\hat{x}_n = 0 | \underline{u})} = \frac{\sum_{\underline{x} | x_n = 1} P(\underline{u} | \underline{x})}{\sum_{\underline{x} | x_n = 0} P(\underline{u} | \underline{x})}$$

Dabei gilt folgende Interpretation: Für jede Position n werden alle möglichen Vektoren \underline{x} durchlaufen, die an der n -ten Position das Symbol $x_n = 1$ besitzen, und $\{\underline{x}\}$ gebildet und aufsummiert. Dasselbe wird für $x_n = 0$ wiederholt und aus beiden Summenwahrscheinlichkeiten das Verhältnis gebildet.

Glg. 14 kann für alle Positionen n unter Berücksichtigung der zulässigen Zustandsübergänge des Faltungscodes durch eine Vorwärts- und Rückwärtsrekursion effizient realisiert werden /3,4/. Dabei dienen die Vorwärts- und Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_F(S_n)$ und $\Lambda_B(S_n)$ als Hilfsgrößen, die rekursiv gemäß Glg. 15 berechnet werden können (vgl. Fig. 4).

$$\begin{aligned} \Lambda_F(S_n) &= \Lambda_F(S'_{n-1}) \cdot \lambda(S'_{n-1}, S_n) + \Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \lambda(S''_{n-1}, S'_n) \\ \Lambda_B(S_{n-1}) &= \Lambda_B(S'_n) \cdot \lambda(S_{n-1}, S'_n) + \Lambda_B(S''_n) \cdot \lambda(S_{n-1}, S''_n) \end{aligned}$$

Hierin sind S_n, S_{n-1} Zustände des Faltungsdecoders im Schritt n bzw. $n-1$.

S'_{n-1}, S''_{n-1} Zustände des Faltungsdecoders, die dem Zustand S_n bei der Vorwärtsrekursion für $x_{n-L+1} = 0$ (S'_{n-1}) bzw. $x_{n-L+1} = 1$ (S''_{n-1}) vorausgehen.

S'_n, S''_n Zustände des Faltungsdecoders, die dem Zustand S_{n-1} bei der Rückwärtsrekursion für $x_n = 0$ (S'_n) bzw. $x_n = 1$ (S''_n) "vorausgehen".

$\lambda(S_{n-1}, S_n)$ Übergangswahrscheinlichkeit (Zweigmetrik) für den Zustandsübergang von S_{n-1} nach S_n .

Die Zweigmetriken $\lambda(S_{n-1}, S_n)$ ergeben sich dabei aus den Wahrscheinlichkeiten, die z. B. der Entzerrer (hier Teil des Kanals) für die Symbole u_{n1}, \dots, u_{nM} geschätzt hat, die aufgrund der Codiervorschrift zum Zustandsübergang (S_{n-1}, S_n) gehören (Gleichung 16):

$$\lambda(S_{n-1}, S_n) = \prod_{m=1}^M P(\hat{u}_{nm}) = \prod_{m=1}^M g_{nm}$$

Mit Hilfe der Vorwärts- und Rückwärtszustandsmetriken ergeben sich die Soft-Output-Werte \bar{q}_n gemäß Glg. 17:

$$\bar{q}_n = \frac{P(\hat{x}_n = 1 | \underline{u})}{P(\hat{x}_n = 0 | \underline{u})} = \frac{\sum_{S_n | x_n = 1} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}{\sum_{S_n | x_n = 0} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}$$

Die Zustände S_n lassen sich in binärer Notation durch die binären Symbole x_n darstellen:

$$S_{n-1} = (x_{n-L+1}, \dots, x_{n-2}, x_{n-1}) \text{ bzw. } S_n = (x_{n-L+2}, \dots, x_{n-1}, x_n)$$

Die Summation über alle Zustände $S_n | x_n = 1$ bedeutet, daß nur über die Zustände summiert werden soll, die das Symbol $x_n = 1$ enthalten. Entsprechendes gilt für $S_n | x_n = 0$. Die einzelnen Schritte zur Berechnung der Soft-Output-Werte \bar{q}_n gemäß Glg. 17 sehen also wie folgt aus:

1. Berechnung der Zweigmetriken $\lambda(S_{n-1}, S_n)$ aus den vom Kanal (Entzerrer) geschätzten Wahrscheinlichkeiten g_{nm} der Empfangssymbole u_{nm} gemäß Glg. 16.
2. Rekursive Berechnung und Abspeicherung der Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_n)$ gemäß Glg. 15.
3. Rekursive Berechnung der Vorwärtszustandsmetriken $\Lambda_F(S_n)$ gemäß Glg. (4).
4. Bestimmung der Soft-Output-Werte \bar{q}_n gemäß Glg. 17.

Abgesehen von den numerischen Problemen, die bei der Multiplikation von Wahrscheinlichkeiten auftreten, müssen bei diesem Algorithmus die Rückwärtszustandsmetriken abgespeichert und bis zur Berechnung der Soft-Output-Werte aufgehoben werden; d. h. es müssen dafür $N \cdot 2^{L-1}$ Speicherplätze bereitgehalten werden, wenn N die Blocklänge und L die Einflußlänge des Faltungscodes ist. Zunächst soll gezeigt werden, daß die Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_k)$ nur in jedem L -ten Schritt abgespeichert werden müssen; d. h. daß der Speicherbedarf um den Faktor L reduziert werden kann. Betrachtet man die Summation in Glg. 17 über $S_n | x_n = 1$ und $S_n | x_n = 0$ im nächsten Schritt $n+1$, d. h. versucht man in den Ausdrücken die Größen $\Lambda_F(S_n)$ und $\Lambda_B(S_n)$ durch $\Lambda_F(S_{n+1})$ und $\Lambda_B(S_{n+1})$ zu ersetzen, so kann man durch einige Fleißarbeit zeigen, daß der in der folgenden Gleichung 18 aufgeführte Zusammenhang gilt:

$$\bar{q}_n = \frac{\sum_{S_n | x_n = 1} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}{\sum_{S_n | x_n = 0} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)} = \frac{\sum_{S_{n+1} | x_{n+1} = 1} \Lambda_F(S_{n+1}) \cdot \Lambda_B(S_{n+1})}{\sum_{S_{n+1} | x_{n+1} = 0} \Lambda_F(S_{n+1}) \cdot \Lambda_B(S_{n+1})}$$

Das heißt durch entsprechende Summation im Schritt $n+1$ läßt sich nicht nur der Soft-Output-Wert für das aktuelle Symbol x_{n+1} sondern auch für das vorhergehende Symbol x_n berechnen. Dieses Ergebnis läßt sich auf die $L-2$ zurückliegenden Symbole verallgemeinern (Gleichung 19):

$$\bar{q}_{n-v} = \frac{P(\hat{x}_{n-v} = 1 | \underline{u})}{P(\hat{x}_{n-v} = 0 | \underline{u})} = \frac{\sum_{S_n | x_{n-v} = 1} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}{\sum_{S_n | x_{n-v} = 0} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}$$

für $v = 0, \dots, L-2$.

Der Soft-Output-Wert des Symbols x_{n-L+1} , das nicht mehr im Zustand S_n jedoch im Zustand S_{n-1} enthalten ist, läßt sich bei der Vorwärtsrekursion im Schritt n wie folgt berechnen (Gleichung 20):

$$\bar{q}_{n-L+1} = \frac{P(\hat{x}_{n-L+1} = 1 | \underline{u})}{P(\hat{x}_{n-L+1} = 0 | \underline{u})} = \frac{\sum_{S_{n-1} | x_{n-L+1} = 1} \Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \lambda(S_{n-1}, S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}{\sum_{S_{n-1} | x_{n-L+1} = 0} \Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \lambda(S_{n-1}, S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}$$

Somit ist durch Glg. 19 und 20 bei der Vorwärtsrekursion im Schritt n die Berechnung von L Soft-Output-Werten ohne zusätzlichen Rechenaufwand möglich. Glg. (9) berechnet zwar indirekt $\Lambda_B(S_{n-1})$ aus $\Lambda_B(S_n)$, jedoch müssen die Zwischengrößen $\Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \Lambda(S_{n-1}, S_n)$ für die Vorwärtsrekursion ohnehin gebildet werden, so daß der Rechenaufwand genauso groß ist wie in Glg. 19.

- 5 Am Rande sei auf einen weiteren interessanten Zusammenhang hingewiesen, der aus Glg. 18 hergeleitet werden kann. Hier besteht nicht nur Gleichheit zwischen beiden Seiten, sondern auch zwischen den Zählern und Nennern beider Seiten, so daß die Addition von Zähler- und Nennergleichung zu dem Ergebnis führt:

$$10 \quad \sum_{S_n} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n) = \sum_{S_{n+1}} \Lambda_F(S_{n+1}) \cdot \Lambda_B(S_{n+1}) = C$$

- 15 Die Summe aus den Produkten der Vorwärts- und Rückwärtszustandsmetriken ist in jedem Schritt n gleich groß. Es reicht demnach aus, für die Berechnung der Soft-Output-Werte in Glg. 19 und 20 z. B. nur den Zähler zu berechnen. Der Nenner ergibt sich dann aus der Differenz zwischen C und dem Zähler.

Ein Nachteil dieses Algorithmus besteht darin, daß Wahrscheinlichkeiten multipliziert werden müssen, was in der Regel schnell zu numerischen Problemen führt. Diesem Nachteil begegnet man üblicherweise durch Verwendung von Log-Likelihood-Verhältnisswerten entsprechend Gleichung 22:

$$20 \quad g_{nm} = g(\hat{u}_{nm}) = \log \frac{P(\hat{u}_{nm} = 1)}{P(\hat{u}_{nm} = 0)}$$

- 25 Multiplikationen gehen dann über in Additionen. Das Problem der Addition von Wahrscheinlichkeiten ist näherungsweise durch eine Maximumbildung der Logarithmen lösbar; nämlich $\log(P_1 + P_2) \approx \max(\log P_1, \log P_2)$. Der größte Fehler tritt auf für $P_1 = P_2$ und ist betragsmäßig $\log 2$.

- 30 Vergleicht man das Operationspaar Addition und Multiplikation mit Maximumbildung und Addition, so stellt man gleiche Rechenregeln fest (Isomorphismus). Insbesondere gilt das assoziative und distributive Gesetz auch für Maximumbildung und Addition.

Verwendet man demnach Log-Likelihood-Verhältnisse statt Wahrscheinlichkeiten, so gelten Glg. 15 bis 21 weiterhin, wenn man die Additionen durch Maximumbildung und die Multiplikationen durch Additionen ersetzt. Die wichtigsten Gleichungen seien an dieser Stelle noch einmal zusammengefaßt.

$$35 \quad \lambda(S_{n-1}, S_n) = \sum_{m=1}^M c(\hat{u}_{nm}) \cdot g_{nm} \quad \text{mit} \quad \begin{cases} c(\hat{u}_{nm} = 0) = -1 \\ c(\hat{u}_{nm} = 1) = 1 \end{cases}$$

$$40 \quad \Lambda_F(S_n) = \max(\Lambda_F(S'_{n-1}) + \lambda(S'_{n-1}, S_n), \Lambda_F(S''_{n-1}) + \lambda(S''_{n-1}, S_n))$$

$$\Lambda_B(S_{n-1}) = \max(\Lambda_B(S'_n) + \lambda(S_{n-1}, S'_n), \Lambda_B(S''_n) + \lambda(S_{n-1}, S''_n))$$

$$45 \quad \bar{q}_{n-v} = \alpha \cdot \log \frac{P(\hat{x}_{n-v}=1 | \hat{u})}{P(\hat{x}_{n-v}=0 | \hat{u})} = \max_{S_n: \hat{x}_{n-v}=1} (\Lambda_F(S_n) + \Lambda_B(S_n)) \quad \text{für } v=0, \dots, L-2$$

$$50 \quad \bar{q}_{n-L+1} = \alpha \cdot \log \frac{P(\hat{x}_{n-L+1}=1 | \hat{u})}{P(\hat{x}_{n-L+1}=0 | \hat{u})} = \max_{S_{n-1}: \hat{x}_{n-L+1}=1} (\Lambda_F(S_{n-1}) + \lambda(S_{n-1}, S_n) + \Lambda_B(S_n))$$

$$- \max_{S_{n-1}: \hat{x}_{n-L+1}=0} (\Lambda_F(S_{n-1}) + \lambda(S_{n-1}, S_n) + \Lambda_B(S_n))$$

Hierin ist α eine Proportionalitätskonstante. Auch Glg. (10) gilt entsprechend; d. h. das Maximum der Summe aus Vorwärts- und Rückwärtszustandsmetriken ist in jedem Schritt n gleich groß.

$$55 \quad \max_{S_n} (\Lambda_F(S_n) + \Lambda_B(S_n)) = \max_{S_{n+1}} (\Lambda_F(S_{n+1}) + \Lambda_B(S_{n+1})) = C$$

- 60 Dieses Ergebnis ist sofort einsichtig, wenn man sich vergegenwärtigt, daß der Maximalwert aus Glg. (13) die Summe über alle Zweigmetriken des wahrscheinlichsten Pfades im Trellis-Diagramm darstellt, wobei $\Lambda_F(S_n)$ die ersten n und $\Lambda_B(S_n)$ die letzten $N-n$ Zweigmetriken beinhaltet.

- Der Aufwand des beschriebenen Soft-Output-Algorithmus ist etwa doppelt so hoch wie der des klassischen Viterbi-Algorithmus, da das Trellis-Diagramm in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung durchlaufen werden muß. Das Pfadgedächtnis und die damit verbundenen Operationen entfallen allerdings vollständig. Dafür kommen einige Operationen für die Berechnung der Soft-Output-Werte hinzu.

Die Maximumbildung bei Verwendung von Maximum-Likelihood-Verhältnisswerten stellt gegenüber dem ursprünglichen Algorithmus eine Näherung dar. Diese Näherung hat keinen spürbaren Einfluß auf die Bitfehler-

wahrscheinlichkeit der hart entschiedenen Bits, da die Unterschiede zwischen einer Maximum-Likelihood-Symbol-Schätzung und einer Maximum-Likelihood-Sequenz-Schätzung nicht signifikant sind. Dagegen sind größere Unterschiede bei den Soft-Output-Werten zu erwarten. Zur Klärung dieser Frage diene eine Simulation, in der eine gedächtnislose Bitfehlerquelle zu einer Bitfehlerfolge zusätzlich ideale Soft-Output-Werte $g'_{nm} = \log(p_{nm}/(1-p_{nm}))$ liefert, wobei p_{nm} jeweils die Bitfehlerwahrscheinlichkeit für das Bit q_{nm} darstellt. Die Soft-Output-Werte q_n des Faltungsdecoders sollen dann die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten für die decodierten Bits widerspiegeln. Fig. 5 zeigt den Verlauf der simulierten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten in Abhängigkeit der Soft-Output-Werte (hier Log-Likelihood-Verhältnisswerte) des Faltungsdecoders gemeinsam mit der theoretischen Kurve. Während die Bitfehlerwahrscheinlichkeit beim exakten Decodieralgorithmus mit der theoretischen Kurve bis auf kleine statistische Abweichungen übereinstimmt, treten beim suboptimalen Algorithmus insbesondere bei kleinen Signal-Rauschverhältnissen ($S/N < 3$ dB) systematische Abweichungen von der theoretischen Kurve auf. Ab einem Signal-Rauschverhältnis von ca. 4 dB ist jedoch auch beim suboptimalen Algorithmus eine gute Übereinstimmung mit dem Sollverlauf festzustellen. Diese Qualitätsunterschiede in den Soft-Output-Werten lassen allerdings keinen unmittelbaren Rückschluß auf zu erwartende Verluste bei konkreten Anwendungen zu.

Bei Verwendung der Log-Likelihood-Werte geht der Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus über in eine Maximum-Likelihood-Sequenz-Schätzung; d. h. die aus den Soft-Output-Werten hart entschiedenen Bits sind mit denen des herkömmlichen Viterbi-Algorithmus mit maximalem Pfadgedächtnis identisch. Da die Berechnung der Vorwärtzstandsmetriken für beide Algorithmen identisch ist, eröffnet sich die interessante Möglichkeit, beide Algorithmen zu kombinieren, wenn nur für ausgesuchte Bits Soft-Output-Werte gewünscht werden. So sind z. B. die Bits bei einer Sprachübertragung mit RLP- oder CELP-Codierung unterschiedlich wichtig, was den Gedanken nahelegt, nur für die wichtigsten Bits Soft-Output-Werte zu berechnen. In jedem Fall ist es dann möglich, auf eine Speicherung der Rückwärtzstandsmetriken für den Anteil der hart zu entscheidenden Bits zu verzichten.

Am einfachsten gestaltet sich die Kombination der Algorithmen, wenn die wichtigsten Bits am Ende eines Blockes plaziert werden, wie es z. B. beim jetzigen Stand des GSM-Halbraten-Sprachkanals vorgesehen ist. Dort werden für die letzten codierten 25 Bits eines Sprachblockes von insgesamt 98 codierten Bits Soft-Output-Werte berechnet. In diesem Fall ist es möglich, für die ersten 73 Bits den herkömmlichen Viterbi-Algorithmus (mit harter Entscheidung) zu verwenden, und nur für die letzten 25 Bits den Soft-Output-Algorithmus einzusetzen. Bei einer Einflußlänge von $L = 7$ ergeben sich dann

$$64 \cdot \lceil 25/7 \rceil = 256 \text{ Speicherplätze}$$

für die Rückwärtzmetriken. Der Rechenaufwand steigt in diesem Fall nur um ca. 30% verglichen mit dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus.

Befinden sich die wichtigsten Bits wie beim Codierschema des GSM-Vollraten-Sprachkanals sowohl am Anfang als auch am Ende eines Blockes, so kann die Rückwärtzrekursion auf den vorderen und hinteren Teil des Blockes beschränkt werden. Für den vorderen Teil muß die Rückwärtzrekursion allerdings etwas früher beginnen (Vorlauf), um bei Erreichen des vorderen Teils zuverlässige Soft-Output-Werte zu erhalten. Es sei darauf hingewiesen, daß die decodierte Ausgangsfolge (Hard-Decision-Bits) und ebenso die Zustandsfolge im Decoder aus der Vorwärtzrekursion bereits bekannt sind. Beim Start der Rückwärtzrekursion wird daher die Startmetrik des Zustandes, der durchlaufen werden soll, zweckmäßigerweise mit dem Wert Null vorbesetzt, während alle anderen Zustandsmetriken einen großen negativen Wert erhalten. Dadurch wird sichergestellt, daß die aus den Soft-Output-Werten decodierte Ausgangsfolge mit der decodierten Ausgangsfolge aus der Vorwärtzrekursion übereinstimmt; d. h. die Bitfehlerwahrscheinlichkeit der Hard-Decision-Bits bleibt durch die unvollständige Soft-Output-Decodierung unverändert.

Fig. 6 und 7 veranschaulichen die Degradation der Soft-Output-Werte bei unvollständiger Soft-Output-Decodierung in Abhängigkeit des Vorlaufes, wenn die Rückwärtzrekursion z. B. für den vorderen Teil mitten im Block beginnt. In Fig. 6 stellt A_q die Abweichung der Soft-Output-Werte zwischen unvollständiger und vollständiger Soft-Output-Decodierung dar. Es zeigt die Wahrscheinlichkeit, daß die Abweichung A_q innerhalb eines Bereiches von $\pm \delta$ liegt, in Abhängigkeit vom Vorlauf der Rückwärtzrekursion. Der mittlere Soft-Output-Wert beträgt hier 1244. Dabei stellt die untere Kurve ($\delta = \pm 0.1$) quasi den Fall dar, daß die Soft-Output-Werte übereinstimmen.

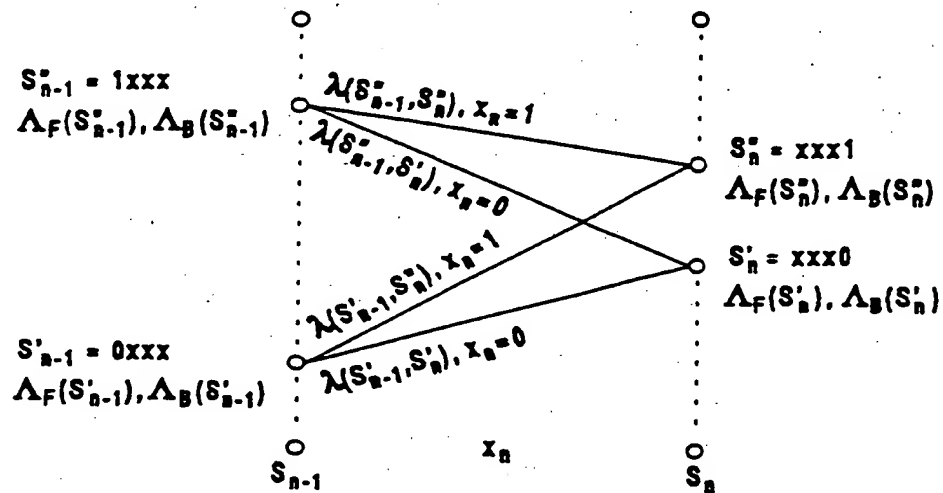
Fig. 7 liegt ein System mit äußerem Wiederholungscode und innerem Faltungscode mit Soft-Output-Decodierung zugrunde, wobei ein Multiplex-Schema dafür sorgt, daß die Ausgabebits des Wiederholungsdecoders immer die Bitposition im Codewort des inneren Faltungsdecoders belegen, in der die Soft-Output-Decodierung beginnt. Für diese Anordnung zeigt Fig. 7 die positionsabhängige BER nach dem Wiederholungsdecoder (Soft-Output-Mehrheitsentscheider) in Abhängigkeit des Vorlaufes für die Rückwärtzrekursion.

Der exakte Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus ist aufgrund numerischer Probleme für Festkomma-DSP's grundsätzlich ungeeignet. Dagegen stellt die suboptimale Variante einen leistungsfähigen Soft-Output-Algorithmus dar, der primär für Signalfolgen mit Blockstruktur geeignet ist. Die speicherplatzreduzierte Version erlaubt eine Implementierung des Algorithmus auf heute verfügbaren Standard-DSP's für moderate Blocklängen bis zu einigen hundert Bits. Ferner bietet sich der kombinierte Einsatz mit dem klassischen Viterbi-Algorithmus an, wenn nur für einen Teil des Blockes Soft-Output-Werte erforderlich sind, um weiteren Speicherbedarf und Rechenaufwand einzusparen.

1. Digitales Übertragungssystem mit einer Codiereinrichtung (11) zur Codierung eines zu übertragenden Digitalsignals (x) aufweisenden Sendeeinrichtung (1), mit mindestens einem Übertragungskanal (3, 12) zur Übertragung des codierten Digitalsignals (u) und mit einer Decodiereinrichtung (5, 13) zur Bildung eines decodierten Digitalsignals (\hat{x}) mit einem den jeweiligen Symbolen (\hat{x}_n) des decodierten Digitalsignals (\hat{x}) zugeordneten Schätzwert (q) für die Wahrscheinlichkeit ($P(\hat{x}|0)$), mit der das jeweilige Symbol (\hat{x}_n) gesendet wurde, wobei zur Ermittlung der Schätzwerte (q) Vorwärts- ($\Lambda_F(S_n)$) und abzuspeichernde Rückwärtszustandsmetriken ($\Lambda_B(S_n)$) vorgesehen sind, dadurch gekennzeichnet, daß die Rückwärtszustandsmetriken ($\Lambda_B(S_n)$) nur in jedem L-ten Schritt abgespeichert werden, wobei L die Einflußlänge des in der Decodiereinrichtung (5, 13) verwendeten Faltungscodes ist.
2. Übertragungssystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß eine Kombination des Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus und des Viterbi-Algorithmus derart vorgesehen ist, wobei nur für die wichtigsten Bits Soft-Output-Werte bestimmt werden.
3. Übertragungssystem nach einem der Ansprüche 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß beim Start der Rückwärtsrekursion die Startmetrik des Zustandes, der durchlaufen werden soll, mit dem Wert Null vorbesetzt wird, während alle anderen Zustandsmetriken einen großen negativen Wert erhalten.
4. Übertragungssystem nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die wichtigsten Bits des zu übertragenden Signals sowohl am Anfang als auch am Ende eines Blockes vorgesehen sind und daß die Rückwärtsrekursion auf den vorderen und hinteren Teil des Blockes beschränkt wird.
5. Übertragungssystem nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß durch entsprechende Summation im Schritt $n+1$ der Soft-Output-Wert sowohl für das aktuelle Symbol x_{n+1} als auch für das vorhergehende Symbol x_n bestimmt wird.
6. Übertragungssystem nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß durch entsprechende Summation im Schritt $n+1$ der Soft-Output-Wert sowohl für das aktuelle Symbol x_{n+1} als auch für das vorhergehende Symbol x_n bestimmt wird, wobei eine Verallgemeinerung auf die L-2 zurückliegenden Symbole vorgesehen ist.
7. Funkstation, insbesondere Feststation- oder Mobilstation mit einer Decodiereinrichtung (5, 13) zur Bildung eines decodierten Digitalsignals (\hat{x}) aus einem Empfangssignal (e) mit einem den jeweiligen Symbolen (\hat{x}_n) des decodierten Digitalsignals (\hat{x}) zugeordneten Schätzwert (q) für die Wahrscheinlichkeit ($P(\hat{x}|0)$), mit der das jeweilige Symbol (\hat{x}_n) gesendet wurde, wobei zur Ermittlung der Schätzwerte (q) Vorwärts- ($\Lambda_F(S_n)$) und abzuspeichernde Rückwärtszustandsmetriken ($\Lambda_B(S_n)$) vorgesehen sind, dadurch gekennzeichnet, daß die Decodiereinrichtung (5, 13) Mittel zur Speicherung der Rückwärtszustandsmetriken ($\Lambda_B(S_n)$) nur in jedem L-ten Schritt aufweist, wobei L die Einflußlänge des in der Decodiereinrichtung (5, 13) verwendeten Faltungscodes ist.
8. Funkstation nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß eine Kombination des Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus und des Viterbi-Algorithmus derart vorgesehen ist, wobei nur für die wichtigsten Bits Soft-Output-Werte bestimmt werden.
9. Funkstation nach einem der Ansprüche 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, daß beim Start der Rückwärtsrekursion die Startmetrik des Zustandes, der durchlaufen werden soll, mit dem Wert Null vorbesetzt wird, während alle anderen Zustandsmetriken einen großen negativen Wert erhalten.
10. Funkstation nach einem der Ansprüche 8 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß die wichtigsten Bits des zu übertragenden Signals sowohl am Anfang als auch am Ende eines Blockes vorgesehen sind und daß die Rückwärtsrekursion auf den vorderen und hinteren Teil des Blockes beschränkt wird.
11. Funkstation nach einem der Ansprüche 8 bis 10, dadurch gekennzeichnet, daß durch entsprechende Summation im Schritt $n+1$ der Soft-Output-Wert sowohl für das aktuelle Symbol x_{n+1} als auch für das vorhergehende Symbol x_n bestimmt wird.

Hierzu 5 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -



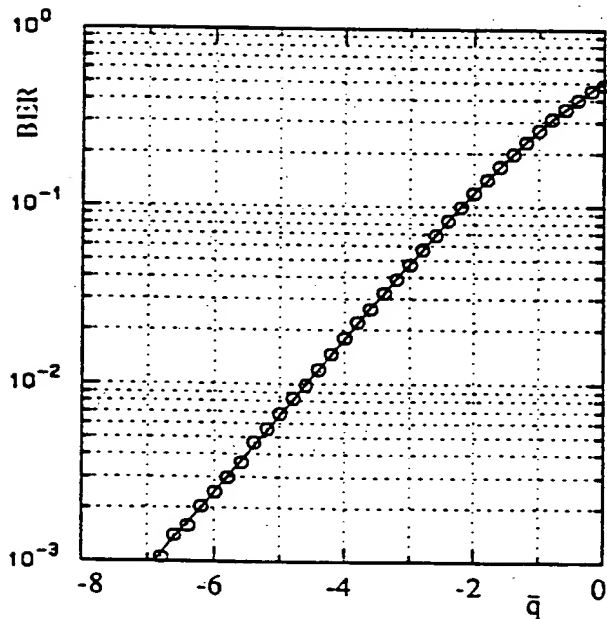
$$\Lambda_F(S_n') = \Lambda_F(S_{n-1}') \cdot \lambda(S_{n-1}', S_n') + \Lambda_F(S_{n-1}^{*}) \cdot \lambda(S_{n-1}^{*}, S_n')$$

$$\Lambda_F(S_n^{*}) = \Lambda_F(S_{n-1}') \cdot \lambda(S_{n-1}', S_n^{*}) + \Lambda_F(S_{n-1}^{*}) \cdot \lambda(S_{n-1}^{*}, S_n^{*})$$

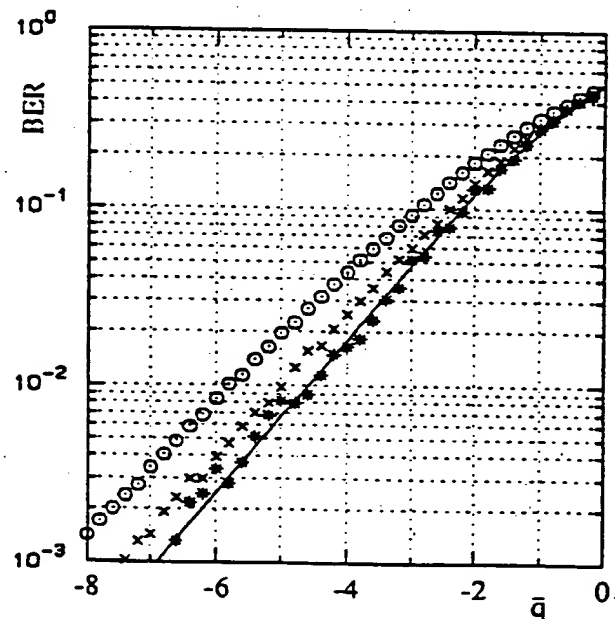
$$\Lambda_B(S_{n-1}') = \Lambda_B(S_n') \cdot \lambda(S_{n-1}', S_n') + \Lambda_B(S_n^{*}) \cdot \lambda(S_{n-1}', S_n^{*})$$

$$\Lambda_B(S_{n-1}^{*}) = \Lambda_B(S_n') \cdot \lambda(S_{n-1}^{*}, S_n') + \Lambda_B(S_n^{*}) \cdot \lambda(S_{n-1}^{*}, S_n^{*})$$

Fig. 4



a)



b)

Fig. 5

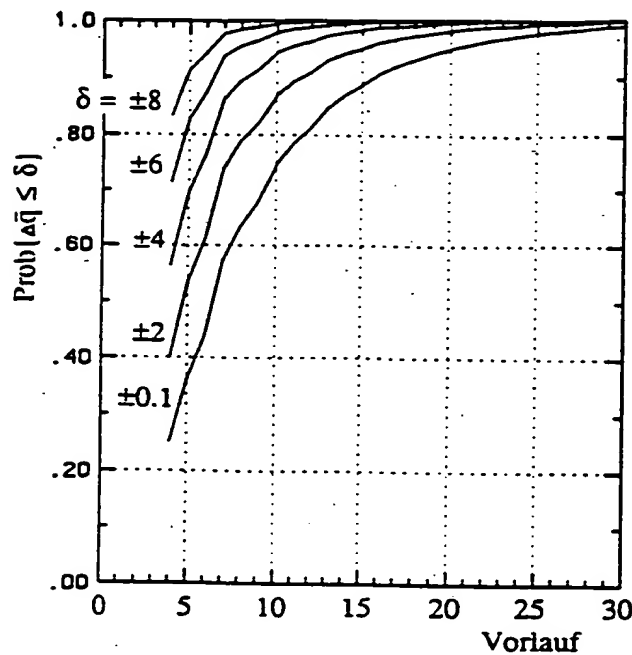


Fig. 6

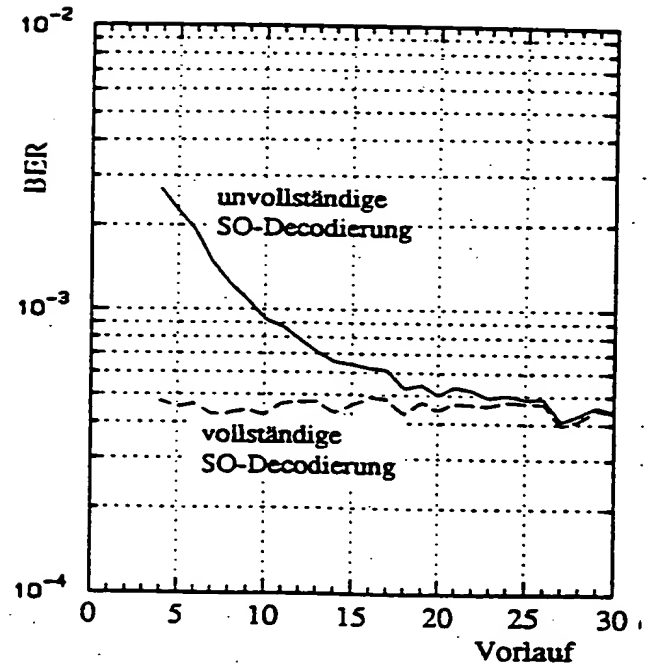


Fig. 7

NACHGEREICHT

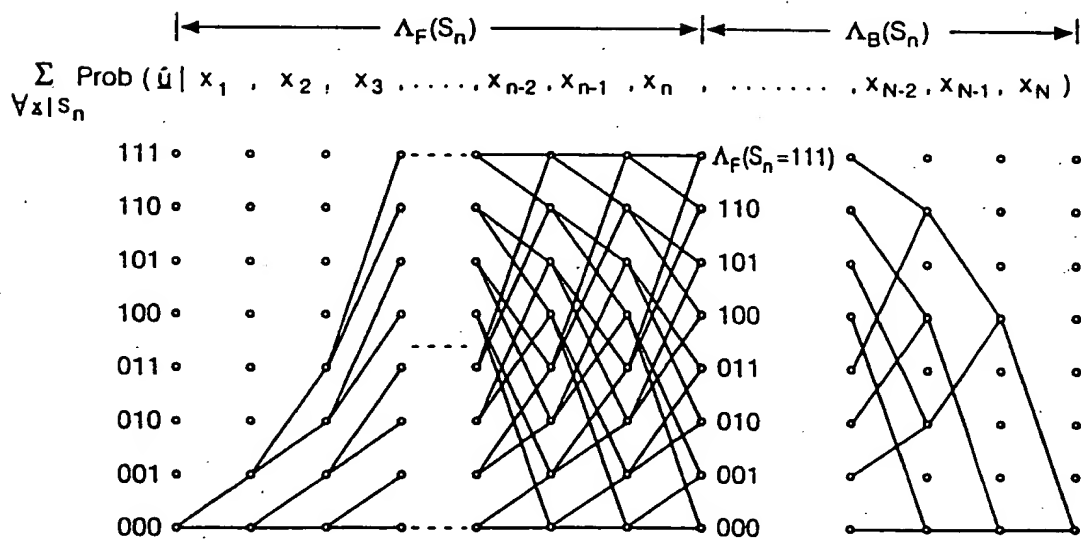
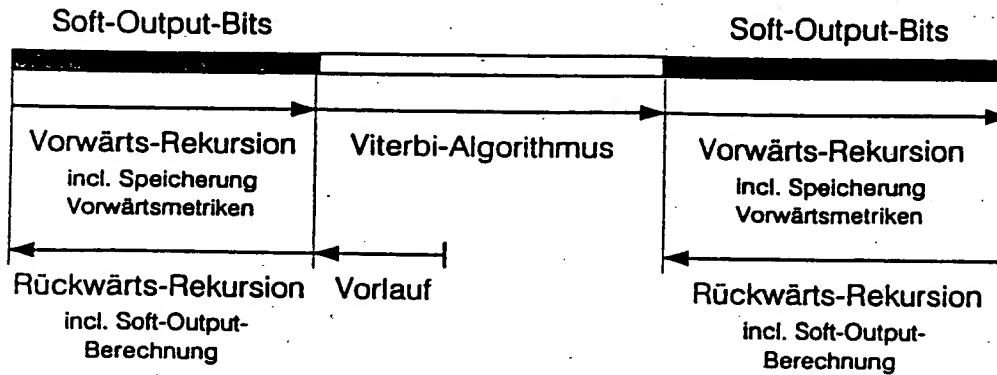


Fig. 8

Soft-Output-Bits am Anfang und Ende eines Blockes



a)

Soft-Output-Bits am Anfang eines Blockes

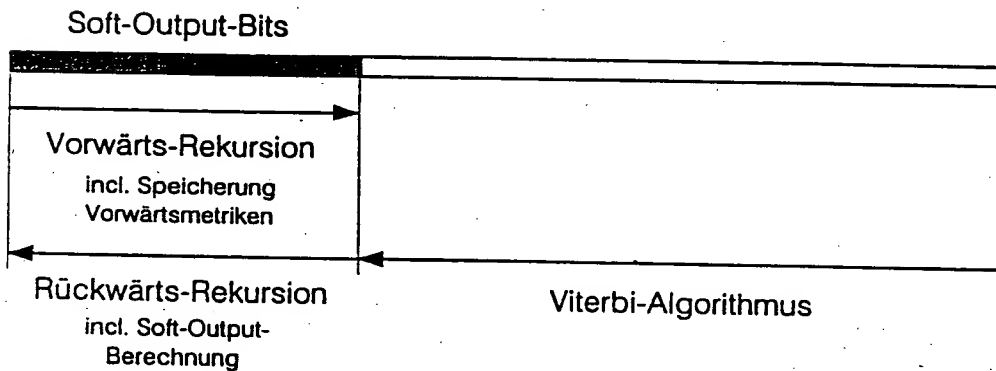
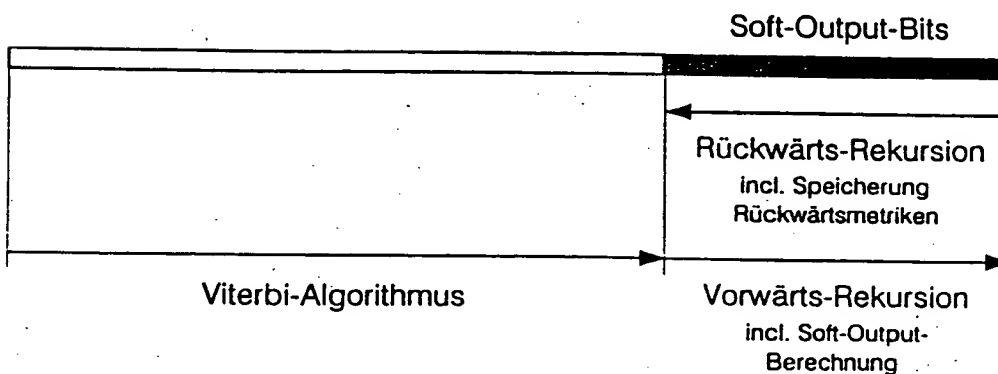


Fig. 9

Soft-Output-Bits am Ende eines Blockes



c)

Aufwandsvergleich

Viterbi-Algorithmus	suboptimaler Soft-Output-Algorithmus
	Rückwärtsrekursion
Vorwärtsrekursion	Vorwärtsrekursion
Pfadgedächtnis incl. Bitentscheidung	Soft-Output-Berechnung
Aufwand: 100 %	Aufwand: ca. 200 %

a)

Fig. 10

Vereinfachungen

Optimal-Algorithmus	suboptimaler Algorithmus
Wahrscheinlichkeiten	Log-Likelihood-Werte
Multiplikation	Addition
Addition	Maximumbildung
	Speicherplatzreduktion bleibt erhalten
	Vorwärtsrekursion wie beim Viterbi-Algorithmus
Maximum-Likelihood- Symbol-Schätzung (Minimierung der Bitfehlerwahrsch.)	Maximum-Likelihood- Sequenz-Schätzung (Minimierung der Blockfehlerwahrsch.)

b)

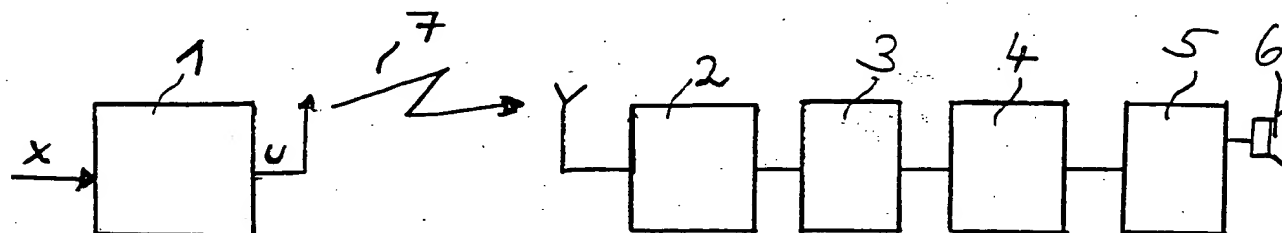


Fig. 1

NACHGEREICHT

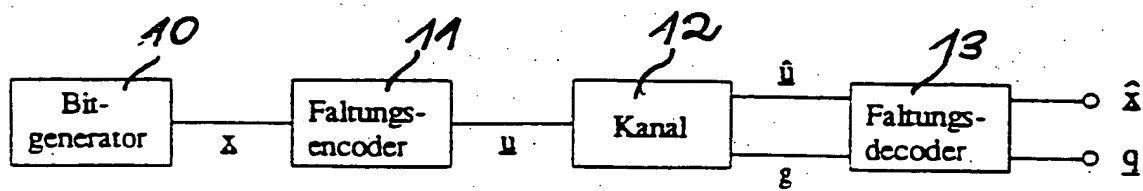


Fig. 2

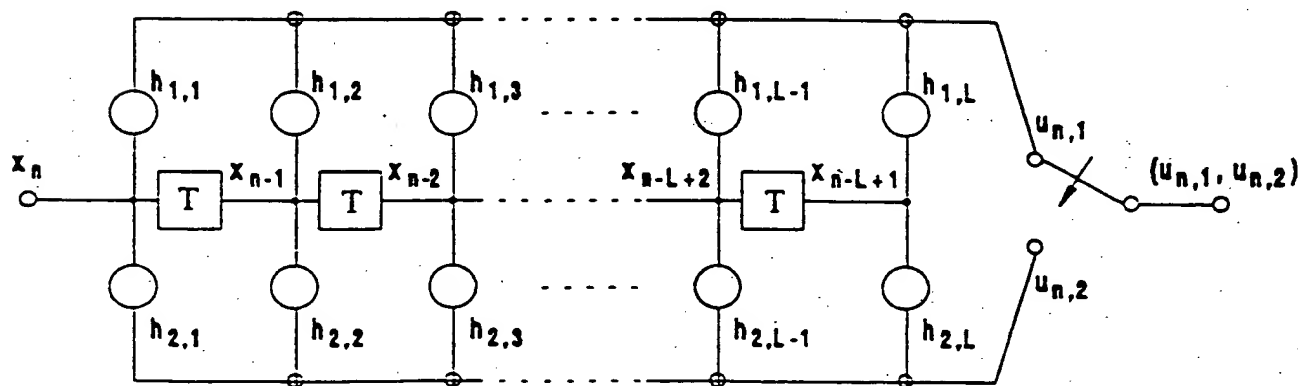


Fig. 3